

適応形前置補償要素を用いたステッピングモータの回転子振動抑制  
Rotor Oscillation Damping of a Stepping Motor Using an Adaptive Pre-compensator

小松田弘瑛\*, 松尾健史\*, 三浦 武\*, 田島克文\*, 米田 真\*\*  
Hiroaki Komatsuda\*, Kenshi Matsuo\*, Takeshi Miura\*, Katsubumi Tajima\*,  
Makoto Yoneda\*\*

\*秋田大学, \*\*オリエンタルモーター  
\*Akita University, \*\*Oriental Motor Co., Ltd.

キーワード : ステッピングモータ (stepping motor), 慣性負荷 (inertial load), 適応形前置補償要素 (adaptive pre-compensator), ニューラルネットワーク (neural network)

連絡先 : 〒010-8502 秋田県秋田市手形学園町 1-1 秋田大学工学資源学研究所 電気電子工学専攻  
三浦 武, TEL. : (018)889-2329, FAX. : (018)837-0406, E-mail : miura@ipc.akita-u.ac.jp

## 1. はじめに

ステッピングモータは, 指令パルスの総数と周波数によって, 回転角度と回転速度を制御できる特徴を有する. 角度センサや速度センサを用いずに開ループで制御可能なため, 低コストで制御システムを構築できる<sup>1)</sup>.

ステッピングモータの駆動時には, 回転子の振動が生じ, ミスステップや整定時間の増大といった問題を引き起こすことがよく知られている. この問題の解決方法として, マイクロステップ駆動法<sup>1)</sup>や, 前置補償要素として低域通過フィルタを用いる方法<sup>2)</sup>などが提案されている. 後者の手法においては, 目標角度波形からシステムの固有周波数付近の周波数成分を除去することによって振動を抑制する. 従って, このとき使用されるフィルタを設計するためには, 固有周波数の値が必要となる.

ステッピングモータの固有周波数は, モータの

回転部分の慣性モーメントの逆数の平方根に比例する<sup>2)</sup>ので, 慣性モーメントの値を事前に行うことができれば, フィルタを設計できることになる.

上記の慣性モーメントを推定する手法として, ニューラルネットワークを用いる方法が文献<sup>3)</sup>で考案されている. そこでは, ステッピングモータの各相の端子電圧をニューラルネットワークへの入力として用いることによって, 慣性モーメントの高精度な推定が可能であると報告されている. 推定された慣性モーメント値を用いれば, 適応的な振動抑制が可能になると考えられるが, 実際にそのような試みを行った事例はまだ見られない.

上記を考慮し, 本研究では, 回転部分の慣性モーメントが変化した場合でもステッピングモータの回転子振動を適応的に抑制するシステムの構築を行う. ここでは, 前置補償要素である低域通過フィルタの遮断周波数を変化させる. この手法の有効性を実験により検証する.

## 2. 実験システムの構成

本研究で用いた実験システムを図1に示す. 最初にパーソナルコンピュータ(PC)から D/A 変換器を介して駆動システムへ駆動指令を送る. この指令に基づいてステッピングモータが励磁される. このときの各相の端子電圧を電圧取得用回路により取得し, A/D 変換器を介して PC へ取り込む. また, ロータリエンコーダを介して, ステッピングモータの回転角度が PC へ出力される.

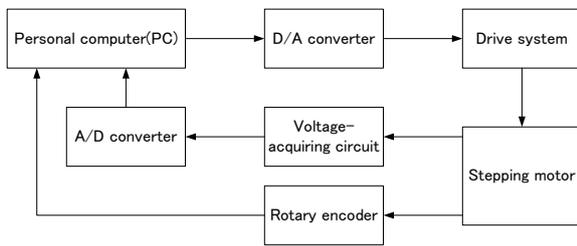


図1 実験システム

Fig.1 Experimental system.

本研究で使用したステッピングモータは, PK244-01B (オリエンタルモーター社製) である. その仕様を表1に示す. また, モータの駆動システムとして CSD2112-P (オリエンタルモーター社製) を用いた.

表1 ステッピングモータの仕様

Table 1 Specifications of the stepping motor.

Holding torque	0.26 [N · m]
Rotor inertia	$5.4 \times 10^{-6}$ [N · m · s <sup>2</sup> /rad]
Rated current	1.2 [A/phase]
Rated voltage	4.0 [V]
Winding resistance	3.3 [ $\Omega$ /phase]
Fundamental step-angle	1.8 [deg.]

## 3. ニューラルネットワークの構造と学習

### 3.1 ニューラルネットワークの構造

本研究では, 文献3)の方法を用いてステッピングモータの慣性負荷を推定するためにニューラルネットワークを用いる. 図2は本研究で用いた中間層を1層とした階層型ニューラルネットワークである<sup>4)</sup>.

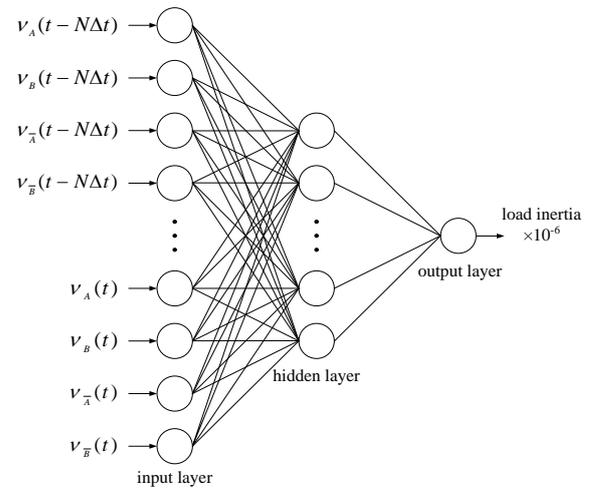


図2 階層型ニューラルネットワーク

Fig.2 Multilayered neural network.

学習方法として, 慣性項を付加した back propagation 法を用いた<sup>4)</sup>. 本研究において中間層では, 次式のシグモイド関数を用いる<sup>3)5)</sup>.

$$f(z_j) = \frac{1}{1 + \exp(-z_j)} \quad (1)$$

また, 出力層では以下のような線形関数を用いている<sup>3)5)</sup>.

$$f(z_j) = z_j \quad (2)$$

表2は文献3)において最も良好な推定結果が得られたと報告されているニューラルネットワークの構造である. 本研究でもこのニューラルネットワークを使用する.

表 2 ニューラルネットワークの構造

Sampling time $\Delta t$ [ms]	0.50
Number of phases	4
Number of input-layer units	120
Number of hidden-layer units	20
Number of output-layer units	1

### 3.2 ニューラルネットワークの学習

ニューラルネットワークの入力に対する教師データとして用いた各相の端子電圧を図 3 に示す。(a)はA相, (b)はB相, (c)は $\bar{A}$ 相, (d)は $\bar{B}$ 相を表わす。データ取得はサンプリング時間  $\Delta t=0.5\text{ms}$  で  $15\text{ms}$  の間行っている。他方で, ニューラルネットワークの出力はモータの回転部分の慣性モーメントを表わすが, 学習の際には, 回転子に慣性負荷を取り付けることによって慣性モーメントの値を変化させた。このときの慣性モーメントを表 3 に示す。また, 学習を行う際の終了条件を表 4 に示す。

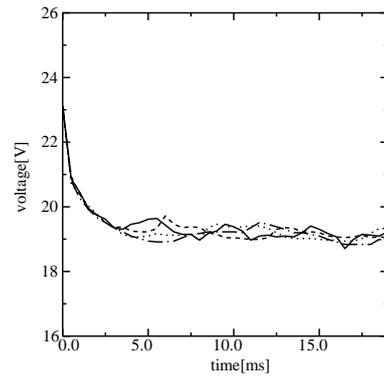
表 3 慣性モーメント(回転子+慣性負荷)

Load	Moment of inertia ( $\times 10^{-6}$ ) [ $\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}^2/\text{rad}$ ]
load 1	5.4 (no load)
load 2	15.4
load 3	35.4
load 4	55.4

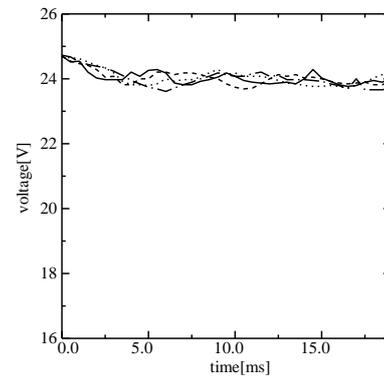
表 4 学習の終了条件

• Number of learning $\geq 1,000,000$
• Average errors of the inertial load used for learning $\leq 5.0\%$ ( $2.5 \times 10^{-6} \text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}^2/\text{rad}$ )

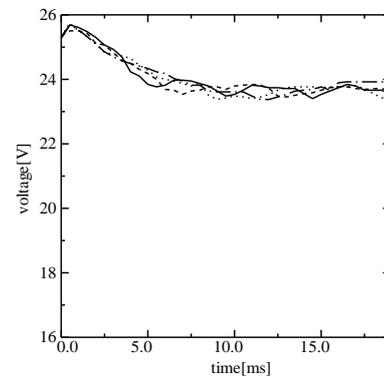
————— : load 1    - - - - - : load 2  
 ..... : load 3    - · - · - : load 4



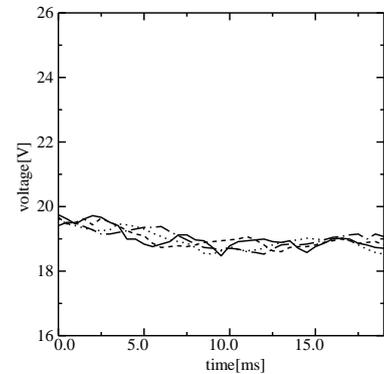
(a) Phase A



(b) Phase B



(c) Phase  $\bar{A}$



(d) Phase  $\bar{B}$

図 3 教師データ (入力データ)

Fig.3 Teacher data (input data).

## 4. 適応形前置補償要素の構成

### 4.1 ステッピングモータのモデリング

適応形前置補償要素の設計のために、制御対象であるステッピングモータのモデリングを行う。

回転子に慣性モーメント  $J_l$  の慣性負荷が取り付けられた際の伝達関数  $P$  は(3)式のように 2 次系で表わせる<sup>2)</sup>。

$$P(s) = \frac{c/(J+J_l)}{s^2 + \{D/(J+J_l)\}s + c/(J+J_l)} \quad (3)$$

ただし、 $J$ ：回転子の慣性モーメント、 $D$ ：制動係数、 $K_T$ ：トルク定数、 $I_m$ ：各相の励磁電流の最大値、 $N_r$ ：回転子の歯数。

また、 $c$  は次式のようになる。

$$c = \frac{K_T I_m}{\pi/(2N_r)} \quad (4)$$

この場合の固有周波数  $\omega_n$  は、

$$\omega_n = \sqrt{c/(J+J_l)} \quad (5)$$

となり、前述のようにモータの回転部分の慣性モーメントの逆数の平方根に比例することがわかる。

(3)式を用いることにより、負荷を load1～load4 まで変化させたときの制御対象のゲイン特性が得られる。得られたゲイン特性を図 4 に示す。図中で、ゲインに最大値を与えるのが固有周波数である。

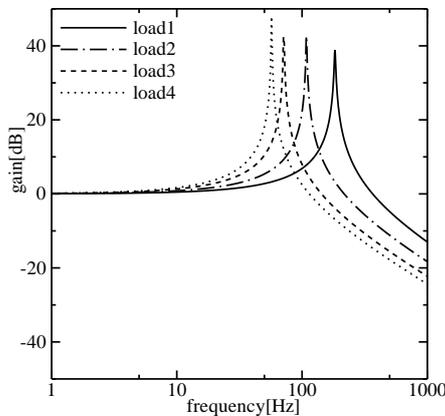


図 4 制御対象のゲイン特性

Fig.4 Gain characteristic of controlled system.

また、慣性モーメントが大きくなるとピークが低周波側へ移動することも確認できる。

### 4.2 前置補償要素の設計

次に、適応形前置補償要素として用いる低域通過フィルタの設計を行う。本研究では最大平坦特性をもつ次式のような 2 次のバターワースフィルタ  $H(s)$  を用いる<sup>6)</sup>。

$$H(s) = \frac{1}{s^2 + 1.414s + 1} \quad (6)$$

上式の双一次変換により得られるデジタルフィルタの伝達関数  $H(z)$  は次式のようになる<sup>6)</sup>。

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 - a_1 z^{-1} - a_2 z^{-2}} \quad (7)$$

ただし、 $a_1$ 、 $a_2$ 、 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$  はフィルタの係数であり次式のようになる。

$$a_1 = \frac{2 - 2 \tan(\pi f_c \Delta t)}{1 + 1.414 \tan(\pi f_c \Delta t) + \tan^2(\pi f_c \Delta t)} \quad (8)$$

$$a_2 = \frac{-1 + 1.414 \tan(\pi f_c \Delta t) - \tan^2(\pi f_c \Delta t)}{1 + 1.414 \tan(\pi f_c \Delta t) + \tan^2(\pi f_c \Delta t)} \quad (9)$$

$$b_0 = \frac{\tan(\pi f_c \Delta t)}{1 + 1.414 \tan(\pi f_c \Delta t) + \tan^2(\pi f_c \Delta t)} \quad (10)$$

$$b_2 = \frac{1}{2} b_1 = b_0 \quad (11)$$

上式中の  $f_c$  は遮断周波数である。

### 4.3 前置補償要素の遮断周波数の決定

遮断周波数の値を決定するため、次のような方法を用いた。最初に、図 4 のゲイン特性から、固有周波数付近を遮断できるようにその近辺に補償要素の  $f_c$  値を仮定し、補償要素と制御対象を接続したシステム全体のゲイン特性を求める。次に、システム全体のゲインの最大値が 3dB を超えない範囲内で  $f_c$  値を調整して、その値が取りうる最大値を求める。例として、慣性モーメント load1、load2 を制御対象に接続し、 $f_c$  値をそれぞれ 65Hz および 31Hz にした場合の補償要素とシステム全

体のゲイン特性を図5に示す。図中で、ゲインの最大値が共に 3dB 未満になっていることがわかる。

また、他の慣性モーメント値においても、同様の方法で遮断周波数を決定する。このときの慣性モーメントと遮断周波数の対応関係を表5に示す。

上記によって決定された対応関係を用い、線形補間によって推定された慣性モーメントの値から遮断周波数の値を得る。その結果を図6に示す。

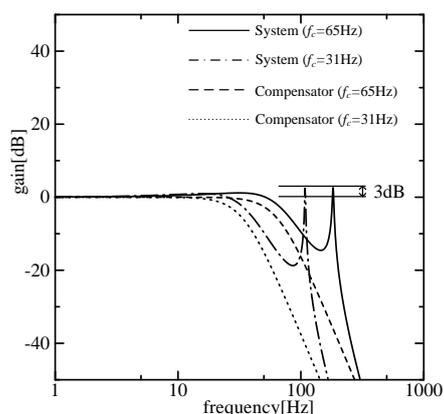


図5 システムのゲイン特性

Fig.5 Gain characteristic of the system.

表5 各慣性モーメントにおける遮断周波数

Table 5 Cutoff frequencies for the variation of the moment of inertia.

Moment of inertia load ( $\times 10^{-6}$ ) [ $\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}^2/\text{rad}$ ]	Cutoff frequency [Hz]
5.4	65
15.4	31
25.4	26
35.4	22
45.4	17
55.4	15

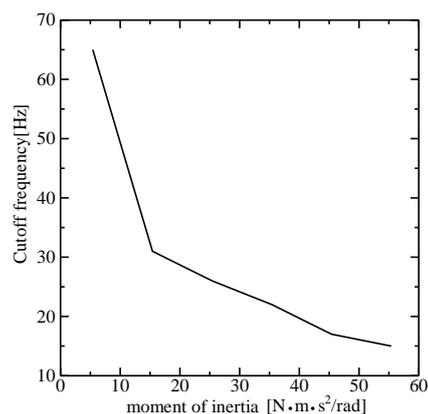


図6 慣性モーメントと遮断周波数の対応

Fig.6 Correspondence between the moment of inertia and the cutoff frequency.

## 5. 実験

### 5.1 慣性モーメントの推定結果

3.2 節の手順により学習を行ったニューラルネットワークを用いた慣性モーメントの推定例を図7に示す。推定の際には、教師データ取得時と同一の条件で実験を行った。慣性負荷としては、表4のload1~load4を用いた。再現性の確認のために5回推定を行った。本システムの推定精度は概ね良好であるという結果が得られた。

× : load1 + : load2 △ : load3 □ : load4

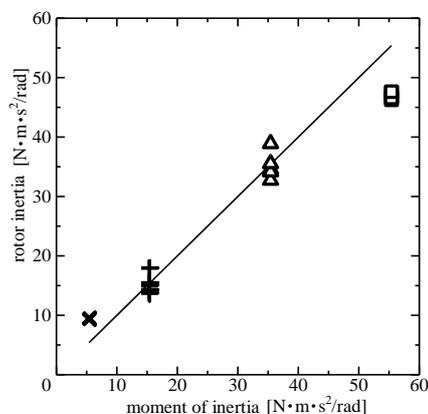
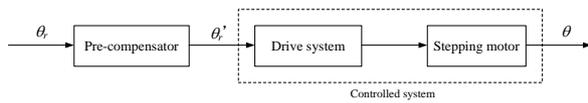


図7 慣性モーメントの推定値

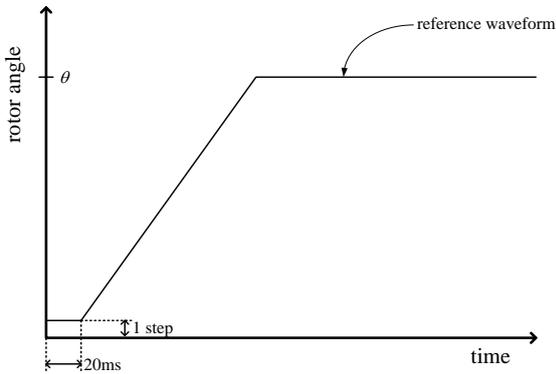
Fig.7 Estimated values of the moment of inertia.

## 5.2 制御方法

本研究で用いた適応形前置補償要素の概略図を図 8(a), 補償要素を用いた場合の目標値波形を図 8(b)に示す. この制御対象は以下の手順で制御される. まず, 遮断周波数を決定しなければならないため, ステッピングモータを 1 ステップだけ駆動させる. このときの各相の端子電圧を取得し, 第 4 章の手法により, 低域通過フィルタの遮断周波数を決定する. このステップの駆動時間は 20ms である. 次に, 補償要素を適用し角度目標値  $\theta_s$  から  $\theta_p$  へ成形する. その後, この指令信号を用いてモータを駆動する.



(a) Schematic view of control system.



(b) Reference waveform in the cases that the pre-compensator is used.

図 8 適応形前置補償要素を用いた制御

Fig.8 Control with the adaptive pre-compensator.

## 5.3 実験条件

本研究で用いた実験条件を以下に示す. 駆動方法としてはハーフステップ駆動が用いられる. 駆動速度はフルステップ換算で 800pps, 1000pps, 1200pps であり, 最終停止位置は 720deg. である. また, 駆動時には慣性負荷 load1~load4 が取り付けら

れる.

それに加えて, 本実験では適応形前置補償要素の他に比較のため, 前置補償要素を用いない場合および前置補償要素の  $f_c$  値を全ての条件において 15Hz に固定した場合についても実験を行う. さらに, 全ての条件において, 振動抑制の度合いを定量的に評価するため, 以下の二つの評価指標を用いる.

まず, 最終停止位置における整定時間を用いる. ここでは, 最終停止位置への到達時刻から, 基本ステップ角(1.8deg.)の±10%以内に収まるまでに費やした時間を整定時間と定義している. これにより減衰性を定量的に評価できる.

次に, (12)式のように定義される行き過ぎ量  $O_s$  を用いる.

$$O_s = \theta(t_p) - \theta_s \quad (12)$$

$t_p$  はオーバーシュートのピークへの到達時刻,  $\theta_s$  は目標停止位置を示す.

## 5.4 実験結果

図 9 にモータ駆動時の回転子角度の時間変化を示す. (a)~(c)は慣性負荷として load1 を用いた場合, (d)~(f)は load3 を用いた場合である.

(a)~(c)を見ると, 適応形前置補償要素を用いた場合には, 最終停止位置への到達に遅れが見られるものの, 振動は抑えられており, 早期の整定が実現されている. これに対して, 固定遮断周波数の補償要素を用いた場合には, 大きなオーバーシュートが見られる.

(d)~(f)を見ると, 補償要素を用いない場合にはミスステップが生じているのに対し, 補償要素を用いた場合にはミスステップ無しで最終停止位置に到達していることがわかる.

図 10 に各駆動条件に対する整定時間の変化を示す. (a), (b), (c)はそれぞれ 800pps, 1000pps, 1200pps の場合を示している. いくつかの例に関しては補償要素なしの場合が最小の整定時間を示しているが, 全体としては適応形補償要素を用

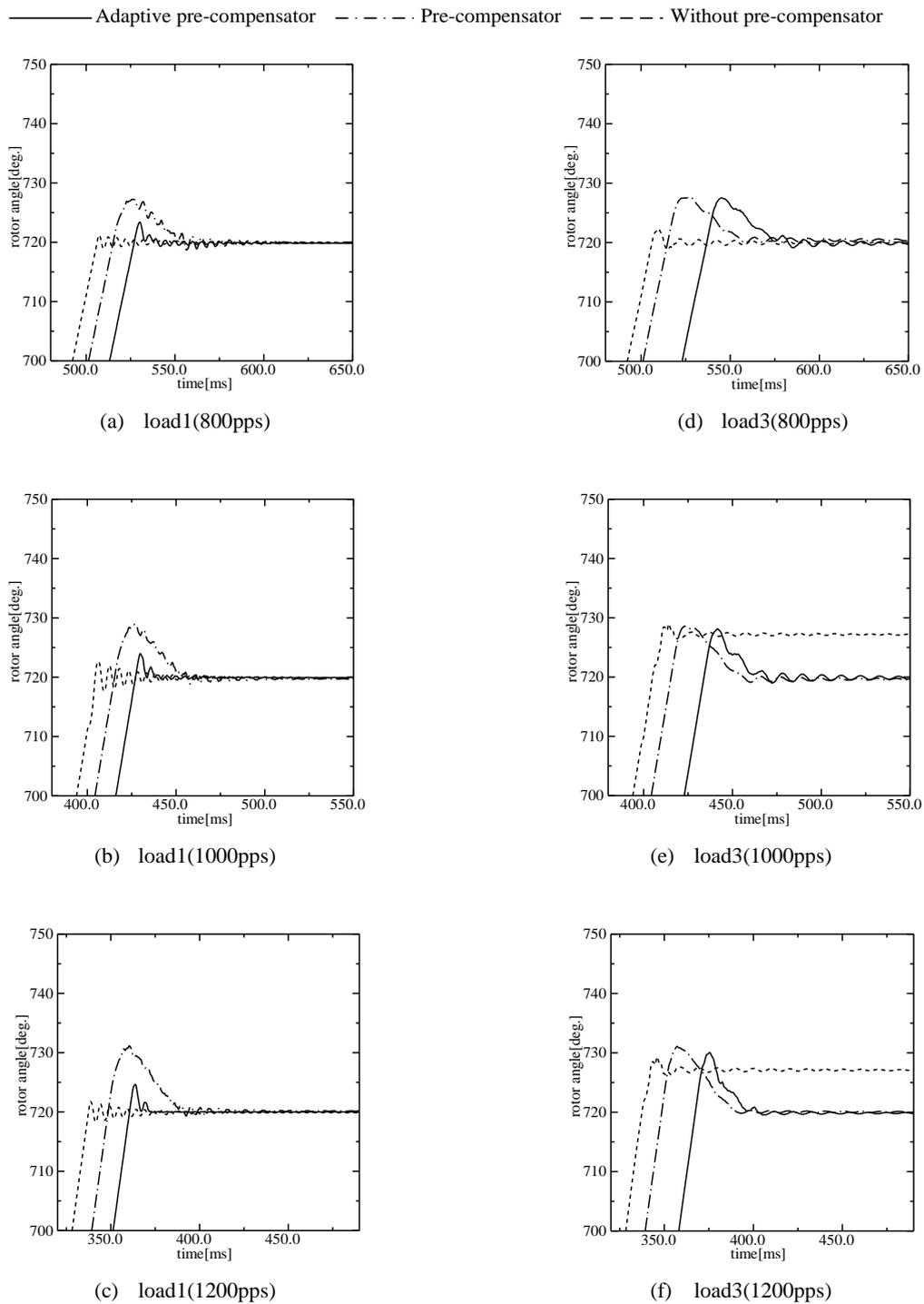


図9 回転子角度の時間変化

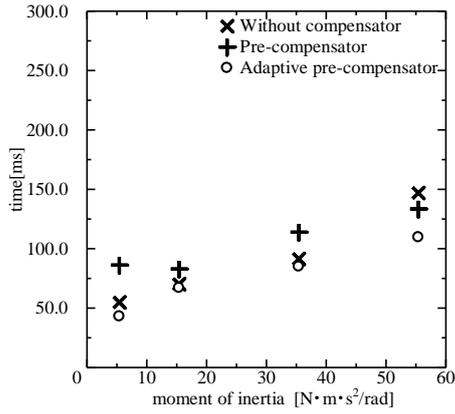
Fig.9 Temporal variation of the rotor angle.

いた場合が、早期の整定を実現していることがわかる。

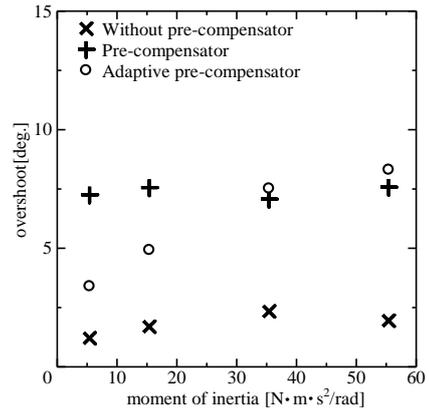
図 11 に行き過ぎ量の変化を示す。(a), (b), (c) はそれぞれ 800pps, 1000pps, 1200pps の場合を示している。適応形前置補償要素を用いた場合には、全ての速度において、慣性モーメント値が増

加すると、それに伴って行き過ぎ量も増加する傾向が見られることがわかる。

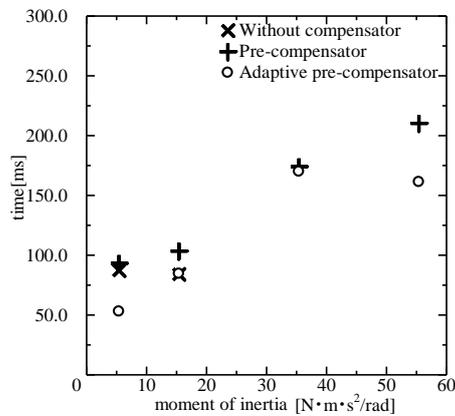
一方、固定遮断周波数の前置補償要素を用いた場合には、負荷の大小による行き過ぎ量の変化は見られないものの、全体的に適応形補償要素を用いた場合よりもその量は増大している。



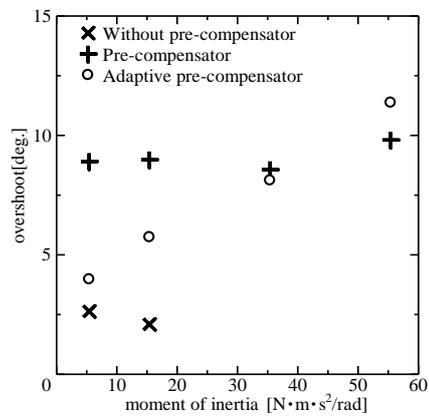
(a) 800pps



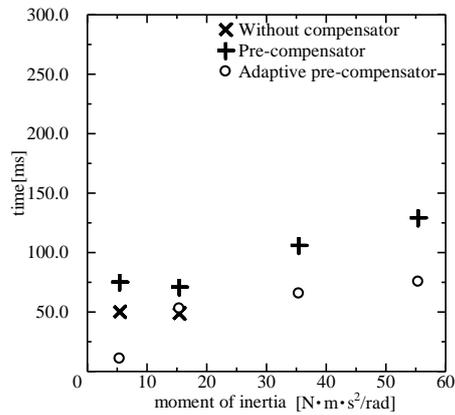
(a) 800pps



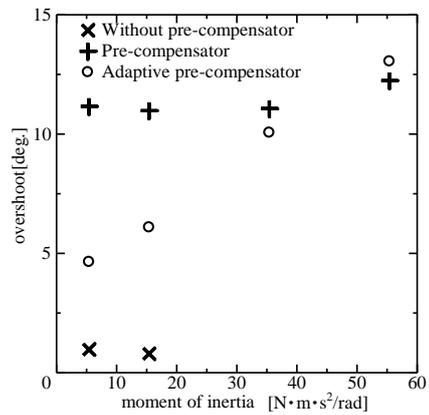
(b) 1000pps



(b) 1000pps



(c) 1200pps



(c) 1200pps

図 10 整定時間の比較

Fig.10 Comparison of settling time.

図 11 行き過ぎ量の比較

Fig.11 Comparison of overshoot.

## 5.5 考察

上記の結果を見ると、適応形および固定遮断周波数の前置補償要素の両者ともに慣性モーメン

ト値が増加した際に発生するミスステップを防止できている。また、整定時間に関しては、適応形の方が、固定遮断周波数形より早期の整定が可能となる傾向が見られた。補償要素なしの場合に

は行き過ぎ量は減少するが、高負荷時にミスステップが生じることを考慮すると、全体としては補償要素を用いた方が良好であると言える。しかしながら、適応形前置補償要素を適用するためには、慣性モーメントを推定する時間を必要とするため、制御開始に遅れが生じるという欠点がある。

## 6. おわりに

本研究では、低域通過フィルタを用いた適応形前置補償要素によってステッピングモータの回転子振動を抑制する制御システムの構築を行った。

提案されたシステムを用いることにより、慣性モーメント値が変化しても適応的に振動を抑制することが可能となった。

しかし、適応形前置補償要素を適用すると、前述に示した欠点が存在するため、制御開始に遅れが生じてしまう。この欠点を改善することが今後の課題である。

## 参考文献

- 1) 百目鬼英雄：ステッピングモータの使い方, 7/42, 工業調査会(1993)
- 2) 三浦 武, 谷口敏幸, 百目鬼英雄：前置補償要素の適応によるステッピングモータのマイクロステップ駆動時における回転子振動の抑制, 電学論 D, Vol.120, No.12, 1462/1470, (2000)
- 3) 細野寛, 松尾健史, 三浦武, 田島克文, 米田真：ニューラルネットワークを用いたステッピングモータの慣性負荷の推定, 計測自動制御学会東北支部第 259 回研究集会, 259-7(2010)
- 4) 坂和正敏, 田中正博：ニューロコンピューティング入門, 25/37, 森北出版株式会社(1997)
- 5) 三浦 武, 谷口敏幸：ニューラルネットワークによるステッピングモータのセンサレス角度検出, 電学論 D, Vol.117, No6, 776/781, (1997)

- 6) 中村尚吾：ビキナーズデジタルフィルタ, 88/151, 東京電機大学出版局(1989)